

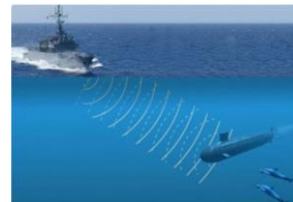
RADAR IN MEDICINA

Misure di distanza

Radar: Onde Elettromagnetiche a Radiofrequenza



Sonar: Onde Acustiche



Lidar: Onde Elettromagnetiche Campo Ottico (luce)

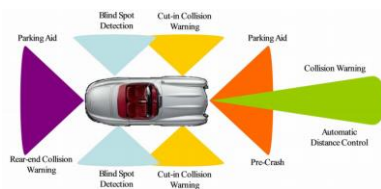
RADAR = Radio Detection and Ranging

Strumento per misurare la presenza e la distanza di un bersaglio utilizzando le onde radio

- 1895 G. Marconi effettua il primo esperimento al mondo di radiotrasmissione a Pontecchio Marconi (BO), su una distanza di 2 Km
- 1936 Sir Robert Watson-Watt produce alla fine del 1935 il primo prototipo che chiamerà RADAR
- 1938 Gli inglesi installano apparati radar sulle maggiori navi della loro flotta e creano una rete radar di protezione alla foce del Tamigi.
- 1940 Gli inglesi vincono la battaglia aerea (battaglia d'Inghilterra) contro l'aviazione nazista.
- 1946 Con la tecnica radar viene misurata la distanza Terra-Luna.

Radar a corto raggio: Misure di distanza

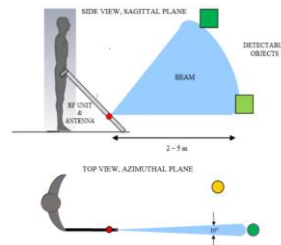
Automotive



Controllo passaggi a livello

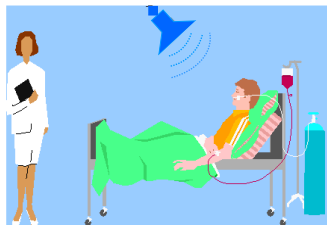


Misure di livello



Bastone per ipovedenti sensorizzato

Radar a corto raggio: Misure di spostamenti



SENSIOTEC
UNBOUND HEALTHCARE®



Monitoraggio a distanza attività cardio respiratoria

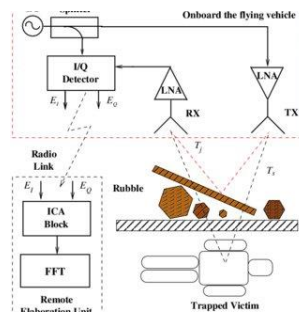
Vibrazioni di edifici o strutture civili



Radar a corto raggio: Immagini di scenari



Monitoraggio attraverso le pareti



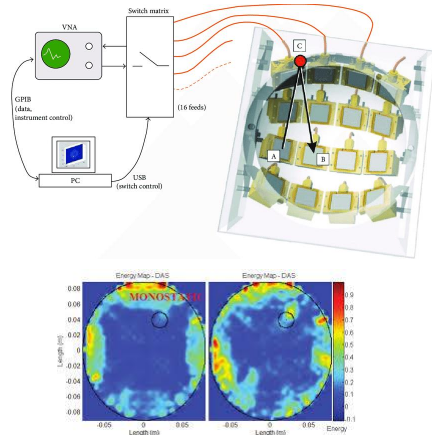
Monitoraggio
soggetti
anziani



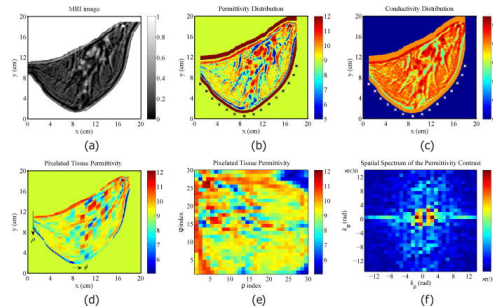
Individuazione soggetti
sotto le macerie
o sotto la neve

Radar a corto raggio: Immagini di organi

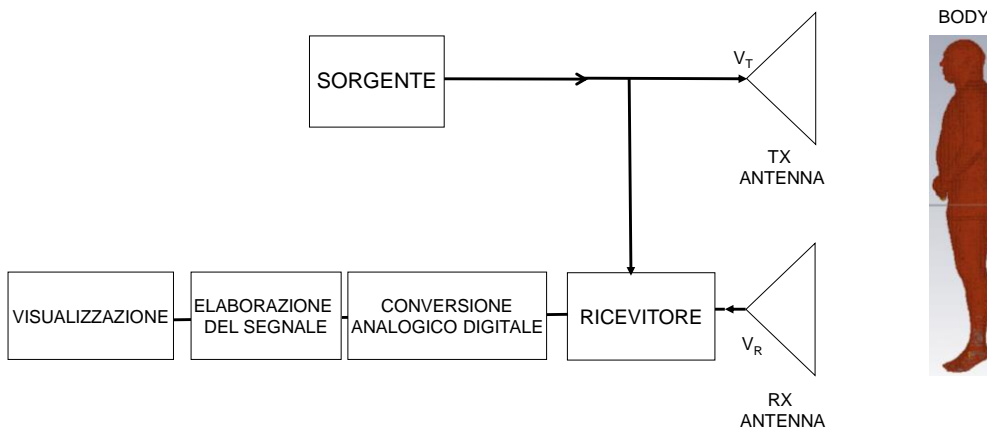
Brain Stroke (ictus)



Breast Tumor



Struttura generale di un radar



Equazione del Radar

L'equazione del RADAR definisce la distanza alla quale si può rilevare un oggetto, legata alle caratteristiche di emissione e ricezione del sistema, alle caratteristiche dell'oggetto, e alla propagazione del segnale elettromagnetico con la distanza. Da essa si ricava il "range" del RADAR, ovvero la massima distanza alla quale (indipendentemente dalla ripetizione degli impulsi) il RADAR può arrivare.

Si definisce guadagno in trasmissione di un'antenna il rapporto tra la densità di potenza radiata dall'antenna e quella radiata da un'antenna isotropa

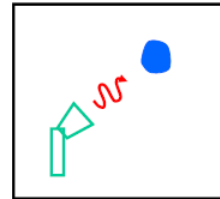
$$G_T(\theta, \varphi) = \frac{S(r, \theta, \varphi)}{\frac{P_{in}}{4 \pi r^2}}$$

densità di potenza radiata

Potenza in ingresso

Sul bersaglio (a distanza R) incide una densità di potenza data da:

$$S(R, \theta, \varphi) = \frac{P_{in} G_T(\theta, \varphi)}{4 \pi R^2}$$

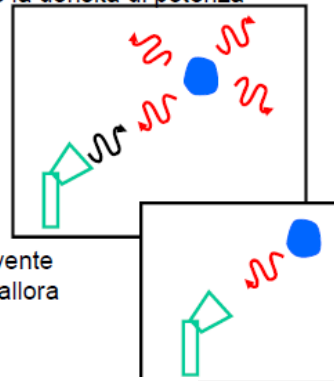


La densità di potenza incidente sul bersaglio genera su questo correnti indotte, le quali a loro volta generano un campo elettromagnetico scatterato. La "quantità" di campo scatterato, i.e. riflesso, dal bersaglio è determinata dalle proprietà del bersaglio stesso, ed è rappresentata dalla Radar Cross Section (RCS) σ , definita come il rapporto tra la potenza scatterata dal bersaglio e la densità di potenza incidente (ha le dimensioni di un'area)

$$\sigma(\theta, \varphi) = \frac{P_s(\theta, \varphi)}{S(R, \theta, \varphi)}$$

La potenza riflessa si propaga quindi verso l'antenna ricevente (quindi ancora per una distanza R). Sull'antenna inciderà allora una densità di potenza data da

$$S_{inc, ant} = \frac{P_s(\theta, \varphi)}{4 \pi R^2} = \frac{\sigma(\theta, \varphi) S(R, \theta, \varphi)}{4 \pi R^2} = \frac{\sigma(\theta, \varphi) P_{in} G_T(\theta, \varphi)}{(4 \pi R^2)^2}$$

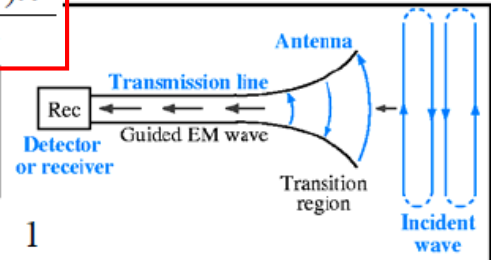


L'antenna riceve tale densità di potenza secondo la sua capacità in ricezione, per cui

$$P_{ric} = S_{inc,ant} A_{eff}(\theta, \varphi) = S_{inc,ant} \frac{G(\theta, \varphi) \lambda^2}{4\pi}$$

Si ottiene infine

$$P_{ric} = P_{in} G_T(\theta, \varphi) \sigma(\theta, \varphi) G_R(\theta, \varphi) \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3} \frac{1}{R^4}$$



$$P_{ric} = P_{in} G_T(\theta, \varphi) \sigma(\theta, \varphi) G_R(\theta, \varphi) \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3} \frac{1}{R^4}$$

La massima distanza discriminabile dal RADAR è ottenuta dall'equazione del radar considerando la minima potenza ricevibile dal sistema (pari al livello del rumore)

$$R_{\max} = \left(\frac{P_{in} G_T \sigma G_R}{P_{ric, \min}} \frac{\lambda^2}{(4\pi)^3} \right)^{\frac{1}{4}}$$

Sensibilità del ricevitore

Tipi di RADAR

- Continuous Wave (CW - Doppler)
- Frequency Modulated CW (FMCW)
- Impulse Ultrawideband (I-UWB)
- Impulse modulated Ultrawideband (M-UWB)

SORGENTI

CW RADAR

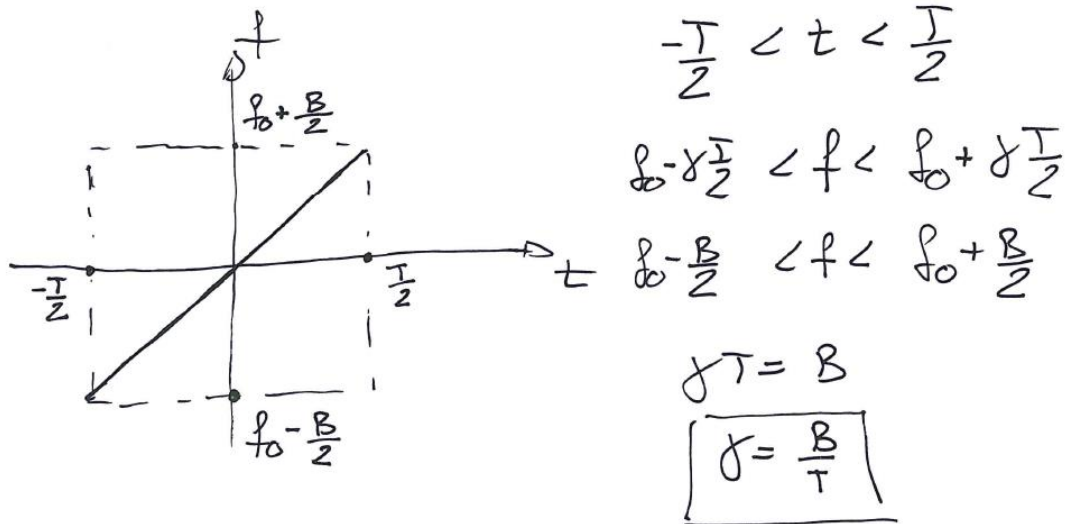
$$V_T(t) = \hat{V}_T \sin(2\pi f_0 t)$$

FMCW RADAR

$$V_T(t) = \hat{V}_T \sin(2\pi f_0 t + \pi \gamma t^2)$$

$$\varphi = 2\pi f_0 t + \pi \gamma t^2$$

$$\boxed{f = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} = f_0 + \gamma t}$$



Bande ISM Industrial, scientific and medical

$$24 \div 24,250 \text{ GHz} \quad f_0 = 24.125 \quad B = 250 \text{ MHz}$$

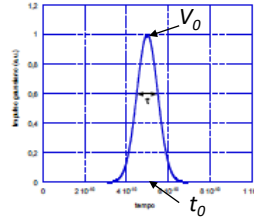
$$5.725 \div 5.875 \text{ GHz} \quad f_0 = 5.8 \quad B = 150 \text{ MHz}$$

$$2.4 \div 2.5 \text{ GHz} \quad f_0 = 2.45 \quad B = 100 \text{ MHz}$$

Radar I-UWB Impulso Gaussiano

Considerando un segnale gaussiano di ampiezza unitaria, deviazione standard σ e centrato in $t = t_0$, il suo andamento temporale sarà del tipo:

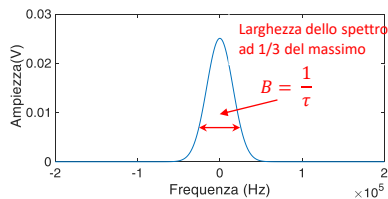
$$v_G(t) = V_0 e^{-\frac{(t-t_0)^2}{2\sigma^2}}$$



In $t - t_0 = \sigma$ il segnale vale circa 0.6. Si definisce la durata dell'impulso τ come la larghezza totale dell'impulso valutata quando l'ampiezza si riduce del 50%. Quindi risulta $\tau \cong 2\sigma$.

La trasformata di Fourier di questo segnale è data da:

$$V_G(f) = V_0 \sqrt{2\pi\sigma} e^{-2(\pi f\sigma)^2}$$



$V_G(f)$ si riduce di circa 10 dB (1/3 in ampiezza) per $f=1/2\tau$

Quindi tra la banda B dello spettro e la durata τ dell'impulso esiste la relazione

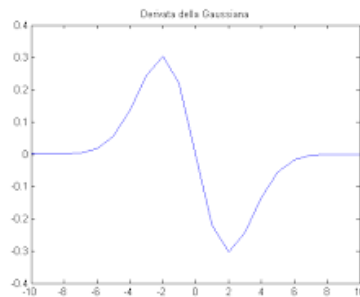
$$B = 1/\tau$$

Monociclo

Un monociclo è ottenuto come derivata prima di un segnale gaussiano

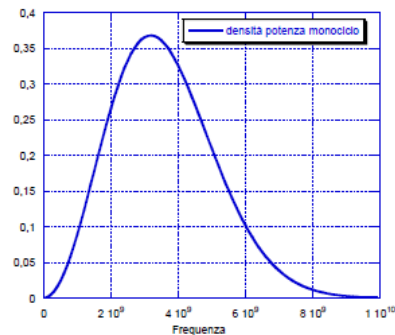
$$v_M(t) = \frac{d}{dt} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{t-t_0}{\sigma}\right)^2} = -V_0 \frac{t-t_0}{\sigma^2} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{t-t_0}{\sigma}\right)^2}$$

Quando $t - t_0 = \sigma$ l'ampiezza del segnale assume il valore massimo.



La trasformata di Fourier del monociclo si ottiene dalla proprietà della trasformata di Fourier della derivata di un segnale

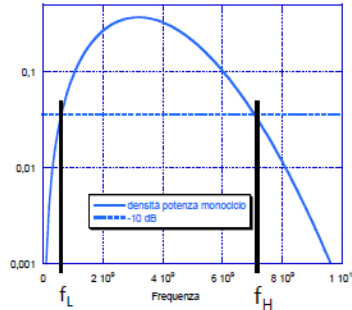
$$V_M(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{ds(t)}{dt} e^{-j\omega t} dt = j\omega \int_{-\infty}^{+\infty} s(t) e^{-j\omega t} dt = j\omega V_G(f)$$



Banda Frazionale

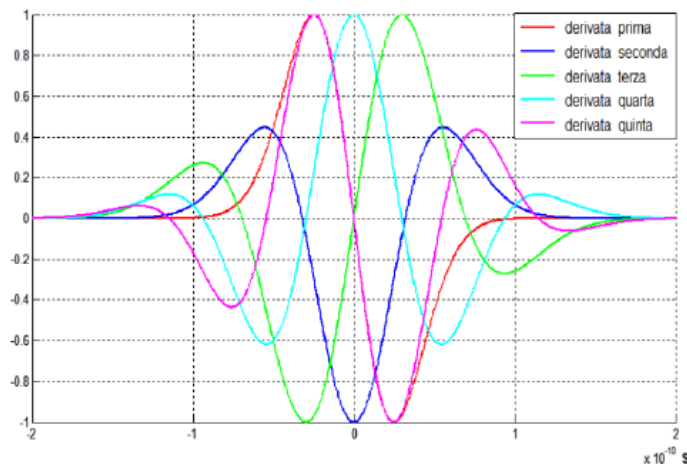
Si definisce banda frazionale (BF) la quantità

$$B_F = \frac{(f_H - f_L)}{\left[\frac{(f_H + f_L)}{2} \right]} = \frac{2(f_H - f_L)}{(f_H + f_L)}$$



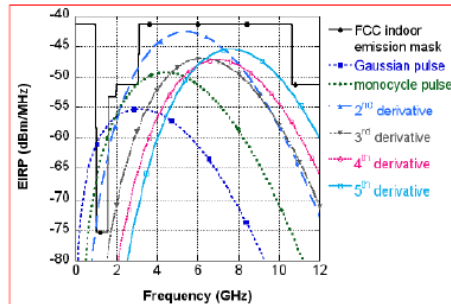
- Ci sono due possibili definizioni per i segnali UWB
- qualsiasi segnale la cui **Banda Frazionale** sia **superiore al 20%**, rispetto alla **frequenza centrale**
- un segnale che abbia **una banda** ($B = f_H - f_L$) **maggiore di 500 MHz**.

Segnali UWB



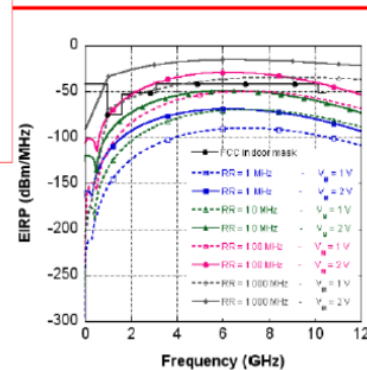
Segnale UWB conforme alla maschera FCC

$$\text{EIRP}(\text{dBm/MHz}) = P_{\text{RAD}}(\text{dBm/MHz}) + G_{\text{MAX}}(\text{dB})$$



Tra 3.1 e 10.6 GHz
EIRP = -41.3 dBm/MHz

Al crescere dell'ordine della derivata il massimo dello spettro si sposta verso le alte frequenze



Questi segnali hanno una bassissima densità spettrale di potenza.

Se ad esempio si considera un segnale costituito da una ripetizione periodica di impulsi gaussiani con ampiezza pari a $\sqrt{2} V$, durata $\tau = 1 \text{ ns}$ e periodo $T = 1 \mu\text{s}$:

la potenza disponibile di picco varrà $P_{\text{DP}} = V_M^2 / 4R_0 = 10 \text{ mW} = 10 \text{ dBm}$.

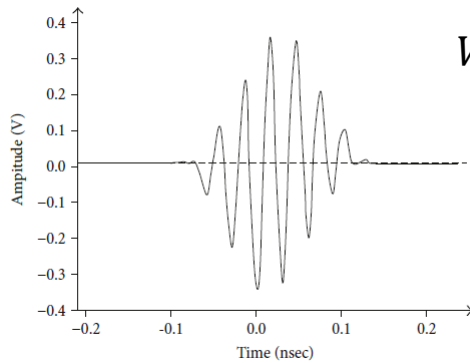
Se approssimiamo l'impulso con un rettangolo di larghezza τ si ha che il segnale avrà una potenza media data da

$$P_{\text{DM}} = P_{\text{DP}} \tau / T = 10 \mu\text{W} = -20 \text{ dBm}.$$

Infine se si approssima la distribuzione spettrale con un rettangolo si ottiene una densità spettrale di potenza di

$$P_{\text{DM}}(f) = 10 \text{ nW/MHz} \quad \text{EIRP}(\text{dBm/MHz}) = -50 \text{ (dBm/MHz)}$$

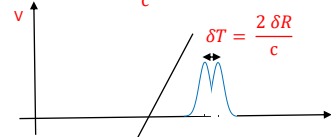
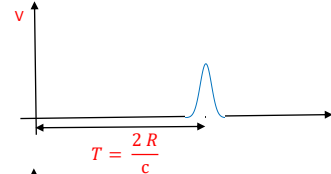
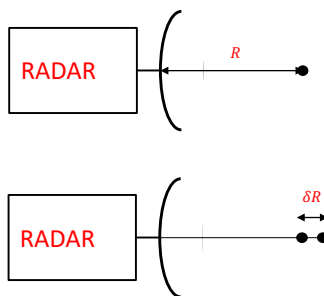
Radar M-UWB



$$V_{IM}(t) = V_0 e^{\frac{-(t-t_0)^2}{2\sigma^2}} \sin(2\pi f_0 t)$$

Risoluzione in Range

E' la minima distanza a cui due oggetti vicini in range sono distinti



Impulso $\tau=1\text{ns}$ $\rightarrow \delta R_{\min} = 15 \text{ cm}$

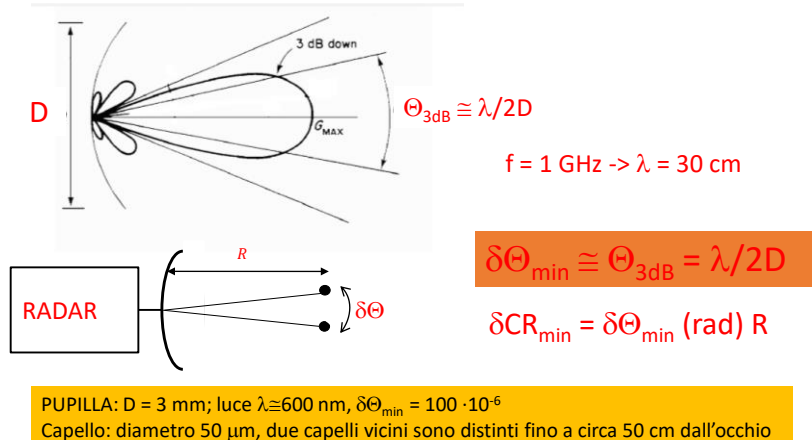
$B = 100 \text{ MHz}$	$\delta R_{\min} = 150 \text{ cm}$
$B = 1000 \text{ MHz}$	$\delta R_{\min} = 15 \text{ cm}$

$$\delta R = \frac{c \delta T}{2}$$

$$\delta R_{\min} = \frac{c \tau}{2} = \frac{c}{2B}$$

Risoluzione Angolare

E' la minima distanza angolare a cui due oggetti vicini alla stessa distanza dal Radar sono distinti



Misura di variazioni

L'accuratezza nella misura di variazioni è migliore della risoluzione in range



CW & FMCW

Leggendo le variazioni di fase del CW o FMCW si possono misurare variazioni inferiori al millimetro

RICEVITORI

Radar CW

$$V_T(t) = V_T \cos(2\pi f_0 t)$$

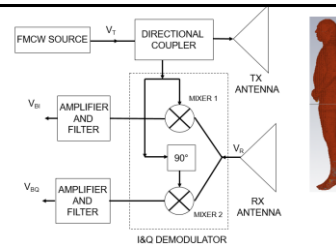
Distanza ostacolo
 $L(t) = L_0 + l(t)$

$$t_R = 2(L_0 + l(t))/c$$

$$\begin{aligned} V_R(t) &= V_R \cos[2\pi f_0(t - t_R) - \varphi_R] \\ &= V_R \cos\left[2\pi f_0 t - \frac{4\pi L_0}{\lambda} - \frac{4\pi l(t)}{\lambda} - \varphi_R\right] \end{aligned}$$

$$V_{BI}(t) = V_B \cos\left[\frac{4\pi L_0}{\lambda} + \frac{4\pi l(t)}{\lambda} + \varphi_R\right]$$

$$V_{BQ}(t) = V_B \sin\left[\frac{4\pi L_0}{\lambda} + \frac{4\pi l(t)}{\lambda} + \varphi_R\right]$$



se $\frac{4\pi L_0}{\lambda} + \varphi_R$ è un multiplo dispari di $\pi/2$ e $l(t) \ll \lambda$, si ha $V_B(t) \approx V_B \frac{4\pi l(t)}{\lambda}$.

Il segnale di uscita è proporzionale agli spostamenti del torace.

se $\frac{4\pi L_0}{\lambda} + \varphi_R$ è un multiplo pari di $\pi/2$ e $l(t) \ll \lambda$, $V_B(t) \approx V_B \left[1 - \left(\frac{4\pi l(t)}{\lambda} \right)^2 \right]$.

In questo caso la sensibilità è bassa (null point) e l'uscita è quasi costante. Tuttavia, in questo caso vale $V_{BQ}(t) \approx V_B \frac{4\pi l(t)}{\lambda}$ l'uscita in quadratura è proporzionale agli spostamenti del torace.

Invece di selezionare l'uscita proporzionale agli spostamenti del torace si può valutare

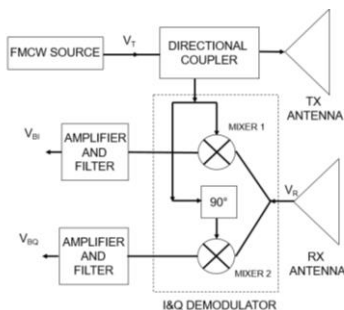
$$\varphi(t) = \arctan \left(\frac{V_{BQ}(t)}{V_{BI}(t)} \right)$$

che per $l(t) \ll \lambda$ diventa

$$\varphi(t) = \frac{4\pi L_0}{\lambda} + \frac{4\pi l(t)}{\lambda} + \varphi_R$$

Quindi si ottiene un segnale proporzionale agli spostamenti del torace.

FMCW RADAR



$$V_T(t) = V_T \cos \left(2\pi f_0 t + \pi \frac{B}{T} t^2 \right) \quad \left(-\frac{T}{2} < t < \frac{T}{2} \right)$$

$$V_R(t) = V_R \cos \left(2\pi f_0 (t - t_R) + \pi \frac{B}{T} (t - t_R)^2 \right)$$

Se li moltiplichiamo

$$\varphi(t) = 2\pi f_0 t - 2\pi f_0 t_R + \frac{\pi B}{T} t^2 + \frac{\pi B}{T} t_R^2 - \frac{2\pi B}{T} t_R t - 2\pi f_0 t + \frac{\pi B}{T} t^2 =$$

$$-2\pi f_0 t_R + \frac{\pi B}{T} t_R^2 - \frac{2\pi B}{T} t_R t$$

= 0 essendo $t_R \ll T$

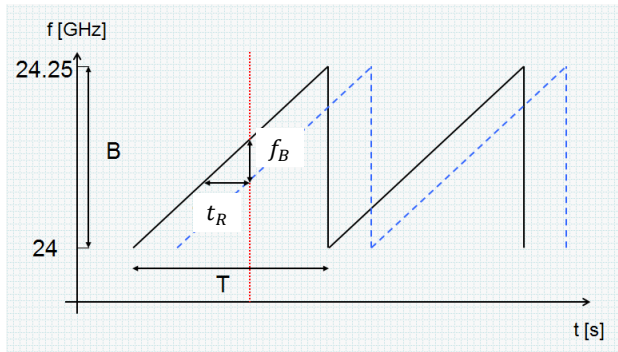
quindi

$$f_B = \frac{1}{2\pi} \frac{d\varphi}{dt} = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{2\pi B t_R}{T} \right) = \frac{t_R B}{T}$$

essendo $t_R = \frac{2B}{c}$

$$|V_{BI}| = V_B \cos 2\pi f_B t$$

$$f_B = \frac{B^2}{Tc}$$



Il segnale di uscita è un tono puro a frequenza f_B che si ottiene facendo la fft alle uscite V_{BI} e/o V_{BQ}

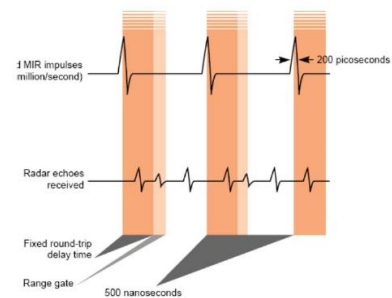
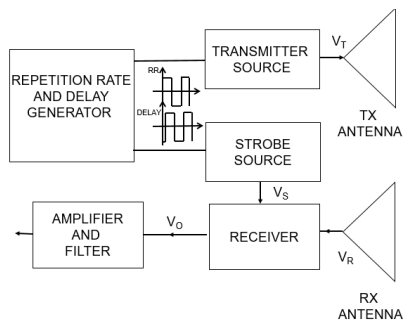
$$B : T = f_B : t_R \quad B t_R = f_B T$$

$$t_R = 2 L_0 / c \quad f_B = B 2 L_0 / T c$$

$$L_0 = \frac{c}{2} \frac{T}{B} f_B$$

ES: $T = 1 \text{ ms}$, $B = 250 \text{ MHz}$, $L_0 = 1 \text{ m}$: $\Delta f = 1.666 \text{ kHz}$

I-UWB RADAR range gating receiver

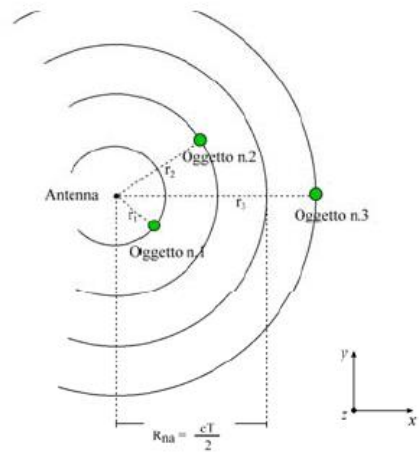


La tecnica del "range gating" consiste nell'aprire la finestra di campionamento (di durata T_c) con un ritardo T_{dg} fissato rispetto all'istante di tempo nel quale era stato trasmesso l'impulso. Tale ritardo determina la distanza alla quale si vogliono vedere gli echi.

In questo modo si elimina sia l'ambiguità degli echi ricevuti sia gli echi non desiderati provenienti da oggetti che non si trovano alla stessa distanza.

Ad esempio se si sintonizza il radar per ricevere gli echi da r_1 non si vogliono "sentire" gli oggetti a distanza r_2 ed r_3 .

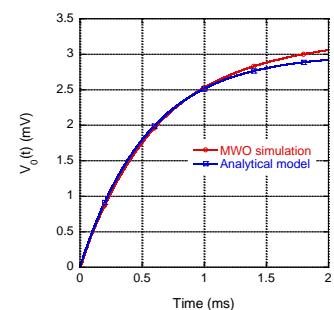
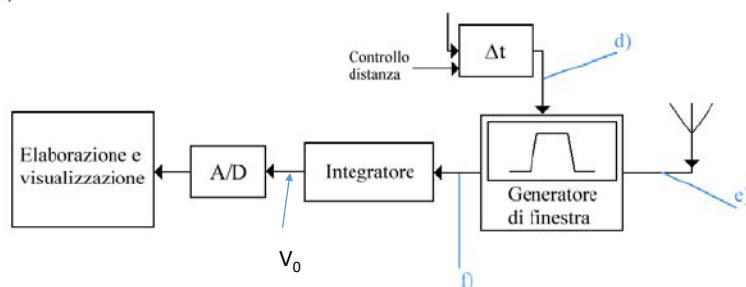
La tecnica del range-gating consente anche di trasmettere i singoli impulsi in modo casuale. In questo modo si rende lo spettro più uniforme (non a righe) e quindi meno intercettabile



T : è il periodo di ripetizione degli impulsi il cui reciproco è la PRF.
 r_1, r_2, r_3 : sono le rispettive distanze degli oggetti dall'antenna.

Il ricevitore accetta solo echi da oggetti posti ad una prefissata distanza ovvero che arrivano al ricevitore con un prefissato ritardo (range-gating). Questo controllo avviene tramite un generatore di finestra che è attivato dallo stesso generatore che eccita gli impulsi trasmessi, con però un certo ritardo fissato dal controllo di distanza (strobe signal).

Gli echi che attraversano il generatore di finestra sono sommati dall'integratore. In seguito il segnale è convertito in digitale (convertitore A/D) e visualizzato.



Dalla conoscenza del ritardo impostato si risale alla distanza dell'ostacolo

Se si utilizzasse un solo impulso il segnale ricevuto sarebbe molto debole. Pertanto, per ottenere un segnale sufficientemente elevato da poter essere elaborato occorre trasmettere più impulsi. Supponiamo di trasmettere gli impulsi con un periodo $T=1/PRF$.

Sugli impulsi ricevuti si effettua una operazione di integrazione per aumentare il rapporto segnale rumore (SNR).

Si consideri ad esempio un integratore con una costante di tempo pari a τ_1 , il numero di impulsi ricevuti sarà pari a $\tau_1 PRF$, e il livello del segnale risulterà corrispondentemente aumentato della stessa quantità.

Allora, il rapporto segnale rumore in uscita al ricevitore sarà:

$$SNR_{dB} = 10\log\left(\frac{S}{N}\right) + 10\log(\tau_1 PRF)$$

dove $10\log(S/N)$ rappresenta il rapporto segnale rumore relativo al singolo impulso e $10\log(\tau_1 PRF)$ rappresenta il miglioramento dovuto all'integrazione.

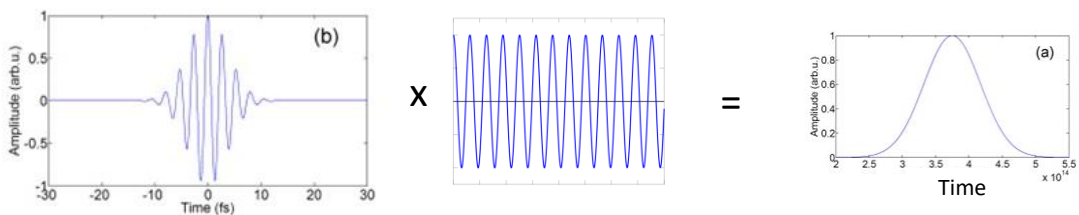
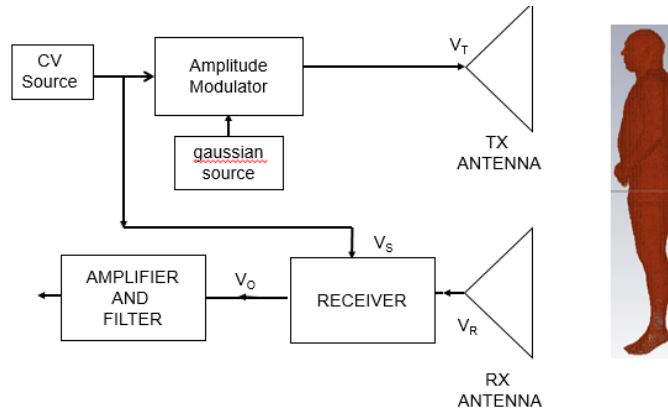
$$SNR_{dB} = 10\log\left(\frac{S}{N}\right) + 10\log(\tau_1 PRF)$$

- Maggiore è τ_1 maggiore sarà il rapporto segnale rumore
- Ma τ_1 lunghi riducono le misure che posso fare in un certo intervallo di tempo
- E.g.
- $PRF=1 \text{ MHz}$ e $\tau_1=1 \text{ ms}$

•  $\tau_1 PRF = 1000$

•  miglioramento di 30dB

M-UWB RADAR



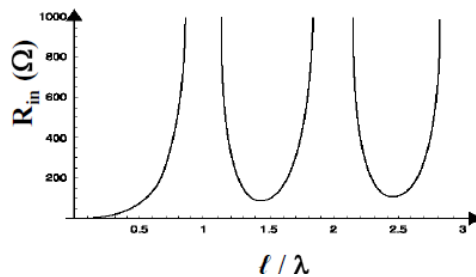
L'impulso gaussiano in uscita può essere acquisito utilizzando tecniche di campionamento in tempo equivalente

ANTENNE

Antenne lineari

La più comune antenna lineare è il dipolo a $\lambda/2$. Per questo dipolo la parte reale dell'impedenza in ingresso ha l'andamento riportato in figura. Per $l/\lambda = 0.5$ si ha $R_{in} \cong 72 \text{ Ohm}$.

$$P_{irr} = \frac{1}{2} R_A I^2$$



Queste antenne si possono utilizzare nei radar CW ma non per i radar FMCW o UWB in quanto hanno una banda stretta. In particolare, se eccitate con segnali impulsati danno luogo a correnti con forti oscillazioni (ringing). Questi dipoli rientrano nella famiglia delle antenne risonanti.

Dipolo o monopolo a larga banda

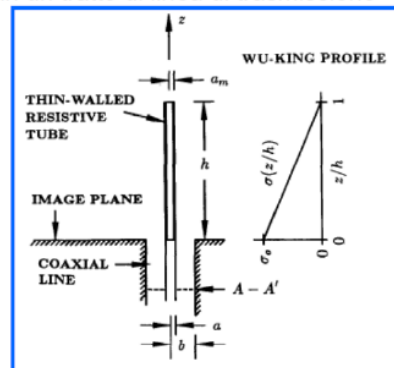
Un modo per ottenere un'antenna a larga banda da un dipolo o un monopolo è quello di realizzare il conduttore con un profilo di conducibilità decrescente verso le estremità dell'antenna. In questo caso l'antenna diventa una **antenna ad onda viaggiante (Traveling wave antenna)**.

Le *Travelling wave antennas* è come se avessero alle estremità dei carichi adattati, così che la corrente scorre come in un tratto di linea di trasmissione adattata.

In modo analogo, la resistenza di radiazione dell'antenna è puramente reale, esattamente come l'impedenza di ingresso di un tratto di linea di trasmissione adattata.

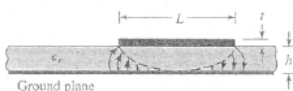
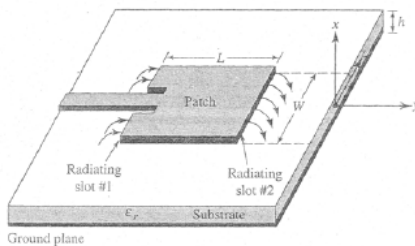
Di conseguenza la resistenza di radiazione di tali antenne risulta molto più uniforme delle antenne risonanti. Per questo sono classificate come antenne a banda larga.

Rispetto al dipolo non caricato si ha una riduzione di efficienza



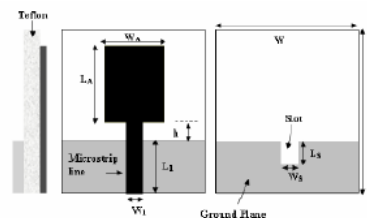
Antenne planari

- Antenne a patch sono antenne risonanti

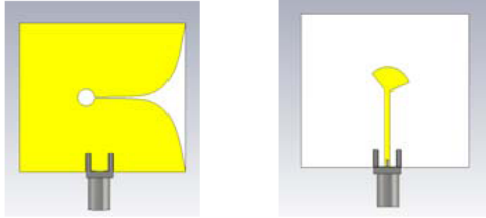


Se il piano di massa non si estende per tutta la struttura, la banda dell'antenna si allarga notevolmente.

Slot nel piano di massa aiutano a "confinare" la radiazione nella banda voluta. D'altra parte l'antenna così ottenuta irradia in tutte le direzioni



Antenna Vivaldi

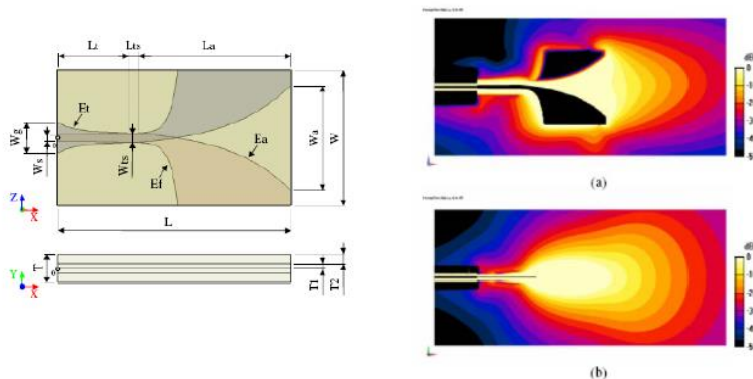


Un modo per ottenere antenne planari a banda larga è quello di realizzare un'antenna con un profilo Vivaldi

Per l'alimentazione si utilizza un tratto di linea terminato con uno stub radiale aperto

Antenne Vivaldi antipodale alimentata ad un estremo e bilanciata

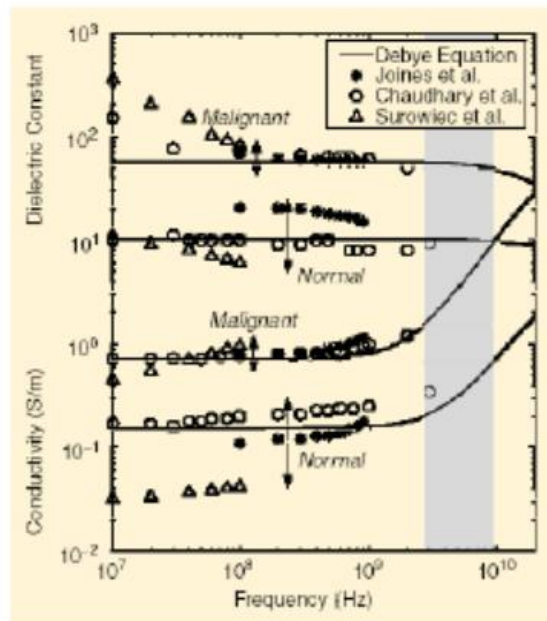
In questo tipo di antenne Vivaldi si realizzano le due parti rastremate sui due lati del substrato



J. Bourqui, M. Okoniewski, E. C. Fear, "Balanced antipodal Vivaldi antenna for breast cancer detection", Proc EuCAP2007, Nov. 2007

Diagnostica Tumore al Seno

Le proprietà dielettriche della maggior parte dei tessuti biologici in vitro alle frequenze radio e alle microonde sono state oggetto di ricerca per più di quattro decenni. Sono stati condotti anche alcuni studi sulle proprietà dielettriche dei tumori nei diversi tipi di tessuto alle frequenze radio e alle microonde. Le differenze tipiche di permittività tra tessuti normali e maligni sono del 10-20%. Tuttavia, **alcuni studi hanno mostrato che la conducibilità e la costante dielettrica dei tessuti cancerosi del seno alle frequenze a microonde superano quelle del tessuto ospite tra 2 e 10 volte (vedi Figura).**



Basandosi su questi risultati E. C. Fear e M.A Stuchly alla Natural Science and Engineering Research Council (NSERC, Calgary, Canada), e S.C. Hagness (University of Wisconsin-Madison) hanno proposto un approccio di imaging confocale a microonde (**confocal microwave imaging - CMI**) per l'individuazione del cancro al seno.

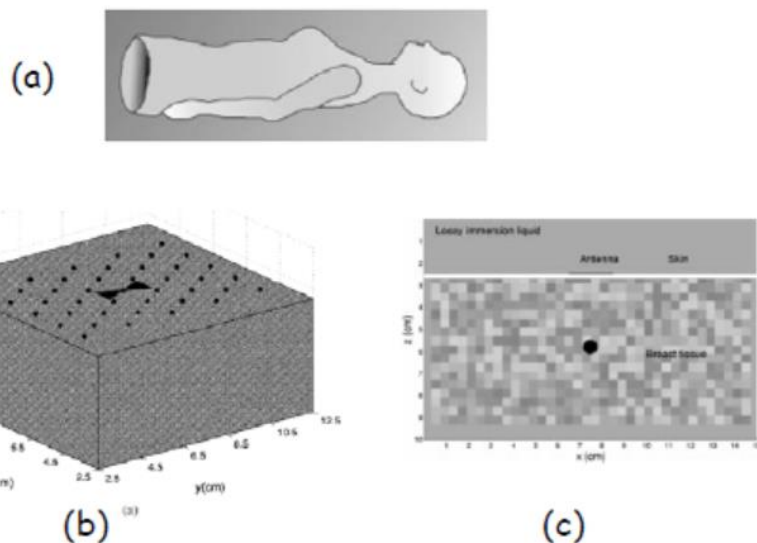
CMI comporta l'illuminazione del seno con un impulso a banda ultra larga emesso da un certo numero di antenne in posizioni diverse. I tempi di arrivo relativi e le ampiezze del segnale di backscatter (riflesso all'indietro) offrono informazioni che sono utilizzate per determinare i punti di scattering usando una tecnica di messa a fuoco sintetica.

A differenza della tomografia a microonde e quella di impedenza, l'approccio CMI cerca solo di identificare la presenza ed il posizionamento di forti scatteratori nel seno piuttosto che tentare di ricostruirne completamente il profilo delle proprietà dielettriche.

Fear et al. hanno ipotizzato una configurazione planare in cui il paziente è in posizione supina (Figura a) e un'antenna a farfalla con carico resistivo viene fatta passare sopra la superficie del seno naturalmente appiattito (Figura b).

Con il sistema planare il modello usato per il seno è di un semispazio di tessuto eterogeneo circondato da uno strato di pelle spesso 2 mm (Figura c).

All'interno del modello è stata simulata la presenza di un tumore di 6 mm di diametro che si trova ad una distanza minima di 3 cm sotto la pelle.



Si suppone che la permittività dielettrica e la conducibilità per il tessuto maligno siano $\epsilon_r = 50$ e $\sigma = 4 \text{ S/m}$, rispettivamente, su tutta la banda di frequenze a microonde.

Alle proprietà dielettriche dei tessuti normali sono assegnate variazioni a caso fino a $\pm 10\%$ intorno ai valori nominali $\epsilon_r = 9$ e $\sigma = 0,4 \text{ s/m}$. Quindi, il contrasto tra i tessuti maligni e quelli normali è approssimativamente di 5:1 per la permittività relativa e di 10:1 per la conduttività.

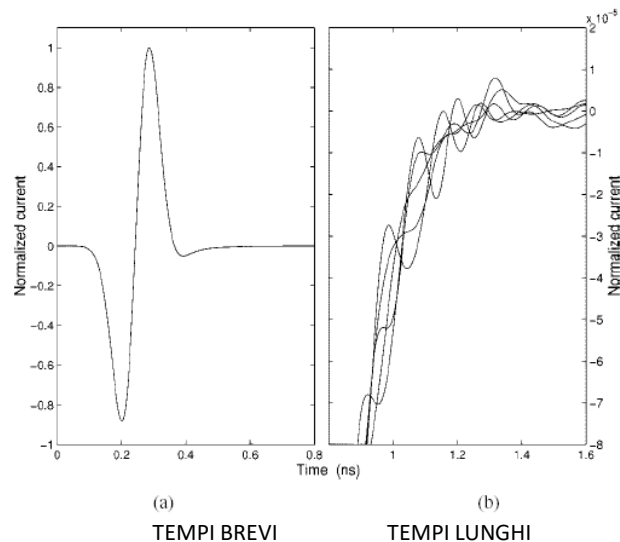
L'antenna a farfalla, che è posta direttamente sulla pelle, viene spostata in 41 posizioni arrangiate in cinque file di cinque posizioni ciascuno interallacciate con quattro file di quattro posizioni ciascuno (Figura b).

L'antenna a farfalla utilizzata ha una lunghezza di 2 cm. Per ogni posizionamento, l'antenna a farfalla viene eccitata con un monociclo con una banda di circa 6 GHz, con contenuto massimo attorno ai 4 GHz. Durante e dopo l'eccitazione, viene registrata la corrente sul feed dell'antenna.

Segnali per tempi brevi e tempi lunghi

Dai grafici della corrente per un singolo segnale corrispondente alla posizione centrale dell'antenna di Figura b si nota che il segnale registrato ha contenuti significativi e caratteristici per tempi brevi e per tempi lunghi (early and late time content).

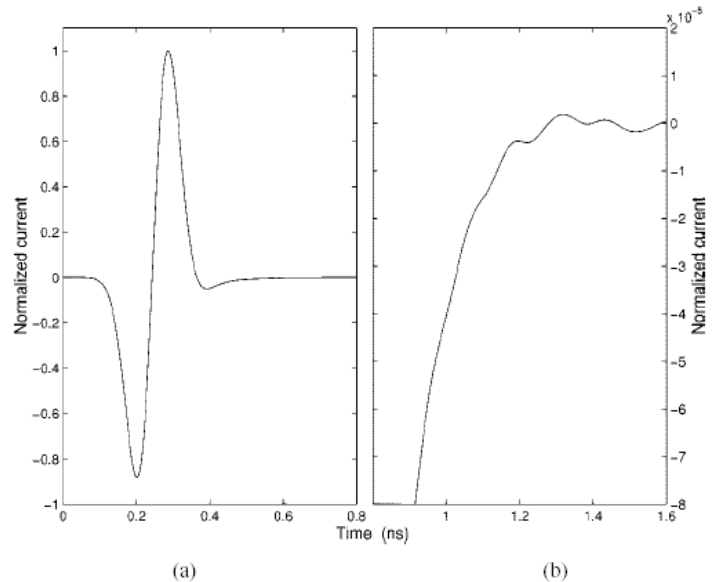
I segnali per tempi brevi sono dominati dall'impulso incidente, dalle riflessioni della pelle e dalle riflessioni dell'antenna. I segnali per tempi lunghi contengono le riflessioni del tumore e le riflessioni dell'ambiente (clutter).



L'obiettivo del processamento del segnale è di ridurre i segnali per tempi brevi, i quali hanno ampiezze maggiori di quelle dovute al tumore, e di aumentare selettivamente la risposta del tumore sopprimendo, allo stesso tempo, il clutter al fine di poter rilevare il tumore nelle immagini ricostruite.

1) Calibrazione

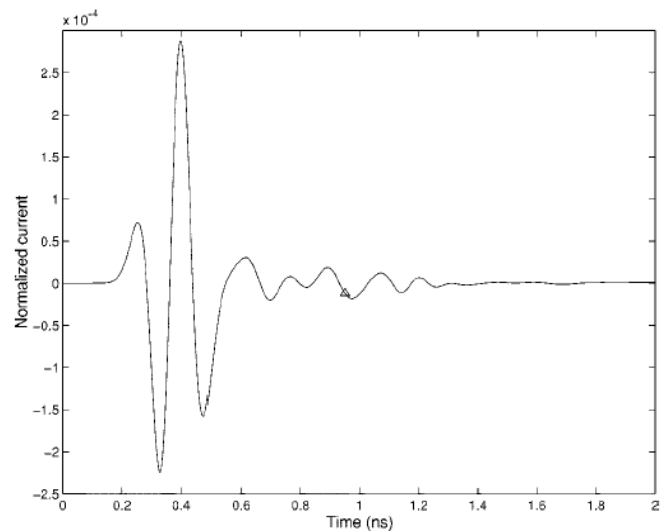
L'obiettivo della calibrazione è quello di rimuovere i ritorni della pelle e le riflessioni dell'antenna dalle forme d'onda registrate. La procedura di calibrazione si basa sull'assunzione che i segnali registrati dalle 41 antenne abbiano un contenuto simile di ritorni dalla pelle e dall'antenna stessa. Nella configurazione planare presa in esame, il segnale di calibrazione è la media dei segnali ricevuti ad ogni antenna di una stessa riga (Fig. 9).



Segnale calibrato

La procedura è completa una volta che il segnale di calibrazione viene sottratto dall'effettiva risposta registrata ad ogni antenna; ciò riduce il contributo per tempi brevi.

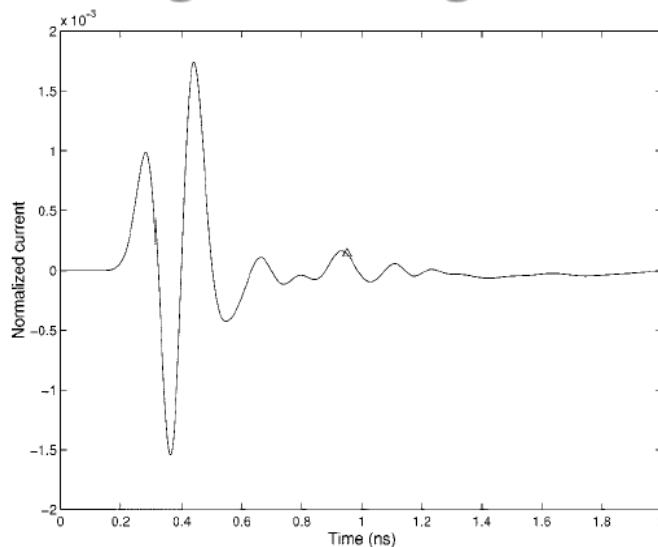
La scala verticale di Figura mostra che il segnale ottenuto dopo calibrazione è fortemente ridotto in ampiezza. Il clutter dovuto ad una incompleta cancellazione della pelle, e alle disomogeneità del tessuto del seno è chiaramente evidente. La risposta dovuta al tumore, la cui collocazione è indicata con un triangolo in Figura è sommersa dal clutter e non facilmente individuabile.



2) Integrazione

Il passo successivo dell'elaborazione del segnale è l'integrazione dei segnali calibrati. Il segnale di eccitazione attraversa lo zero nel suo punto centrale in tempo. Anche il segnale retrodiffuso dal tumore, che ritorna dopo un preciso ritardo temporale corrispondente alla distanza tra l'antenna e lo scatteratore ed è registrato nello stesso punto di applicazione dell'eccitazione, presenta un attraversamento per lo zero nel suo punto centrale in tempo. Dopo aver applicato l'integrazione, invece, il segnale presenta un massimo nel suo punto centrale, consentendo la somma coerente dei massimi locali attraverso l'applicazione di una semplice traslazione nel tempo.

Segnale integrato

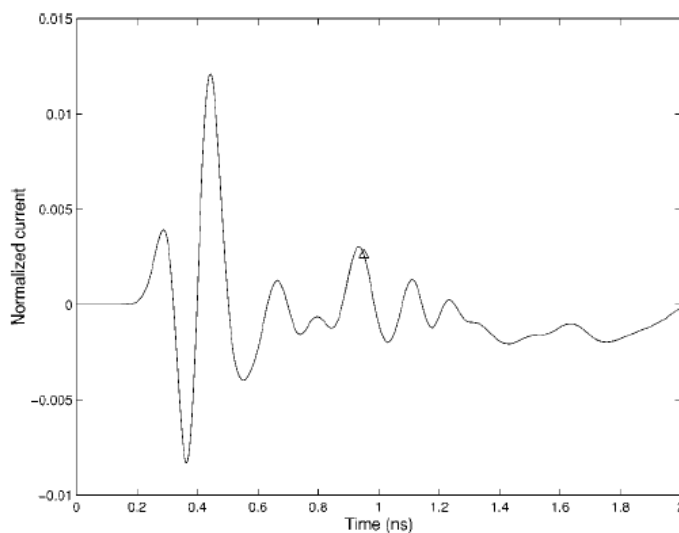


3) Compensazione

Ai segnali integrati viene applicata una procedura di compensazione per l'attenuazione di percorso dovuta alle perdite nel dielettrico e alla propagazione sferica del campo. In questo modo è possibile correggere l'attenuazione dovuta alla propagazione dell'onda attraverso il tessuto del seno.

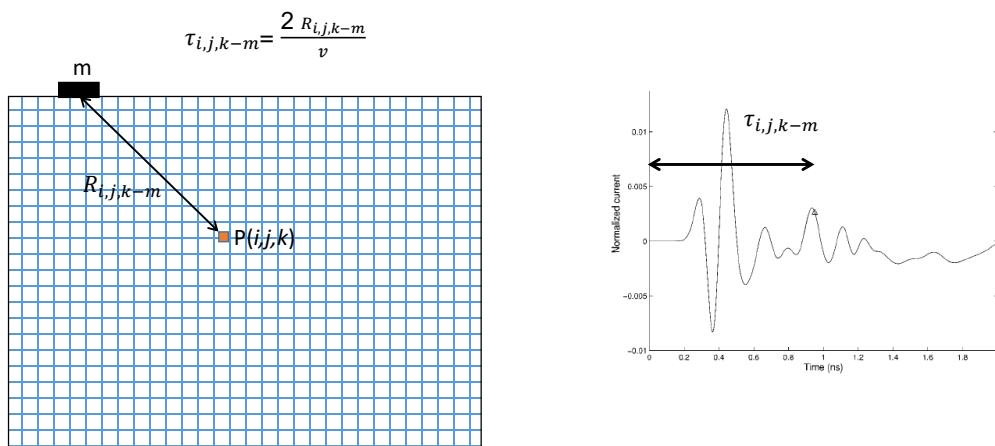
Per stimare tali fattori di compensazione per il sistema planare, un'antenna a dipolo, immersa nel tessuto del seno, viene eccitata con lo stesso monociclo di eccitazione del sistema e viene simulata con il metodo FDTD. Vengono calcolate le ampiezze dei campi nei punti lungo una linea perpendicolare e passante attraverso il *feed*. I risultati vengono interpolati linearmente per fornire delle stime dell'attenuazione totale a determinate distanze dall'antenna. La distanza di propagazione corrispondente ad ogni intervallo di tempo nelle forme d'onda registrate viene calcolata e, successivamente, vengono applicati appropriati coefficienti di compensazione.

Segnale compensato



4) Ricostruzione dell'immagine

Al fine di formare l'immagine desiderata, i segnali elaborati (ovvero calibrati, integrati e successivamente compensati) vengono focalizzati sinteticamente in un punto specifico del seno.



Le distanze da ogni antenna al punto focale vengono calcolate e convertite in ritardi temporali. Questi ultimi vengono utilizzati per identificare il contributo da ogni segnale elaborato. Tutti i contributi vengono sommati ed il quadrato di tale somma viene assegnato al valore di intensità del pixel nel punto focale.

L'intensità del generico pixel a distanza $R_{i,j,k-m}$, dall' m -esima antenna dunque, vale:

$$I(i,j,k) = \left[\sum_{m=1}^M B_m(\tau_{i,j,k-m}) \right]^2$$

dove $B_m(t)$ è il segnale elaborato registrato all' m -esima antenna posizionata e

$$\tau_{i,j,k-m} = \frac{2 R_{i,j,k-m}}{v}$$

è il ritardo temporale dall' m -esima antenna al centro del pixel distante $R_{i,j,k-m}$. Con v viene indicata la velocità di propagazione nel mezzo, calcolata assumendo che il tessuto del seno sia omogeneo (con costante dielettrica relativa ϵ_r costante). La Figura mostra una sezione coronale dell'immagine ricostruita.

